

## 修 士 論 文 の 和 文 要 旨

研究科・専攻	大学院 情報理工学研究科 情報・ネットワーク工学専攻 博士前期課程		
氏 名	岡部 亮	学籍番号	1931031
論 文 題 目	確率的遮蔽を伴うミリ波通信路のための 低計算量ロバストビームフォーミング設計に関する研究		
<p>要 旨</p> <p>大容量通信に対する需要の急激な増加に伴い、24GHz 以上の高周波数帯域を用いるミリ波無線通信システムの実用化が進んでいる。ミリ波通信システムは、拡張現実（AR : Augmented Reality）、自動運転技術といったこれまでにない高速・大容量な無線アプリケーションを実現する主要技術と考えられている。しかしながら、通信路推定後のデータ送信区間において、人やモノの移動に伴う突発的な遮蔽が発生した場合には、ミリ波の強い直進性によって通信路の状態が大きく変動し、通信品質の著しい劣化が生じることが報告されている。通信品質の劣化を抑制するために、従来方式では、基地局とユーザ間の遮蔽の組み合わせを考慮して、ビーム設計を行う。この設計により、遮蔽に対してロバスト性を示すが、組み合わせ最適化に起因する膨大な計算量を必要とする。そのため、システム内のユーザ、基地局の組み合わせに対して計算量が指数的に増加し、ビーム設計に多くの時間を要してしまう。</p> <p>この計算量爆発の問題を解決するため、本論文では、従来方式と同等のスループット性能を維持しつつ、低計算量で実現可能なビームフォーミング設計法を提案する。具体的には重み付き総和レート最大化問題を用いて、ビームフォーミング設計を定式化し、これに適した効果的な重みを提案する。また、関数の凸化手法であるラグランジュ双対変換（LDT : Lagrangian Dual Transform）と二次変換（QT : Quadratic Transform）を用いて、提案方式を効率的に解くことを可能にする。さらに、提案方式と従来方式の最適化に要する計算量の解析を行い、提案方式が従来方式と比較して、最大で 1/100 まで計算量を削減しつつ、遮蔽に対してロバストなビーム設計が可能であることを示す。最後に、計算機シミュレーションより、スループット性能と計算量のトレードオフの観点から、提案方式の優位性を明らかにする。</p>			

令和2年度 修士論文

確率的遮蔽を伴うミリ波通信路のための低計算量  
ロバストビームフォーミング設計に関する研究

学籍番号 1931031

氏名 岡部 亮

指導教員 石橋 功至 准教授

電気通信大学 情報理工学研究科

情報・ネットワーク工学専攻

提出日 令和3年1月25日

---

# 概要

本論文では、ミリ波多地点協調（CoMP：Coordinated Multi-Point）通信において、通信路の遮蔽による通信品質劣化の抑制を目的とし、確率的遮蔽を考慮した低計算量ロバストビームフォーミング設計を提案する。また、従来方式の問題である指数的組み合わせによる計算量増加の回避を目的とし、重み付き総和レート最大化に基づくビームフォーミング設計を定式化する。提案方式と従来方式の最適化に要する計算量の解析を行い、提案方式が従来方式と比較して、最大で 1/100 まで計算量を削減可能であることを示す。さらに、計算機シミュレーションより、スループット性能と計算量のトレードオフの観点から、提案方式の優位性を明らかにする。

# 目次

概要	i
図目次	iv
表目次	v
<b>第 1 章 序論</b>	<b>1</b>
1.1 研究背景	1
1.2 本論文の構成	2
1.3 本論文で用いる数学表記	2
<b>第 2 章 システムモデル</b>	<b>3</b>
2.1 ネットワークモデル	3
2.2 通信路モデル	4
2.3 遮蔽モデル	5
<b>第 3 章 ロバストビームフォーミング設計</b>	<b>7</b>
3.1 従来方式	7
3.1.1 最適化問題の定式化	7
3.1.2 非凸関数から凸関数への近似	8
3.2 提案方式	10
3.2.1 最適化問題の定式化	11
3.2.2 非凸関数から凸関数への近似	11
3.2.3 重み付け方法	13
3.3 従来方式と提案方式の計算量解析	14
<b>第 4 章 数値解析</b>	<b>17</b>
4.1 遮蔽確率が同一の場合	18
4.2 遮蔽確率が異なる場合	21
<b>第 5 章 結論</b>	<b>25</b>

---

付録	26
参考文献	29
謝辞	30
関連発表	31

---

# 表目次

1.1	数学表記 . . . . .	2
4.1	シミュレーション諸元 . . . . .	17

---

## 図目次

2.1	複数基地局協調を用いるミリ波下りリンク通信システム. . . . .	3
2.2	通信路推定後のデータ送信区間において瞬間的に遮蔽物が発生する状況図. . . .	5
2.3	カメラ画像による遮蔽予測の例. . . . .	6
3.1	基地局とユーザ間の遮蔽パターン例. . . . .	7
3.2	基地局とユーザ間で遮蔽が発生している例. . . . .	8
3.3	提案方式と従来方式の最適化に要する計算量の比較. . . . .	16
4.1	従来方式と提案方式のアウトエージ確率. 各基地局とユーザ間の遮蔽確率は同一であるとする. . . . .	18
4.2	提案方式と従来方式の実効スループットの比較. 各基地局とユーザ間の遮蔽確率は同一であるとする. . . . .	19
4.3	提案方式と従来方式のスループットの CDF. . . . .	20
4.4	従来方式と提案方式のアウトエージ確率. 各基地局とユーザ間の遮蔽確率はそれぞれ 20% から 60% であるとする. . . . .	22
4.5	提案方式と従来方式の実効スループットの比較. 各基地局とユーザ間の遮蔽確率はそれぞれ 20% から 60% であるとする. . . . .	23
4.6	提案方式と従来方式のスループットの CDF. . . . .	24

# 第 1 章 序論

## 1.1 研究背景

大容量通信に対する需要の急激な増加に伴い、24GHz 以上の高周波数帯域を用いるミリ波無線通信システムの実用化が進んでいる。ミリ波無線通信システムは、拡張現実（AR：Augmented Reality）、自動運転技術といったこれまでにない高速・大容量な無線アプリケーションを実現する主要技術と考えられている [1–3]。しかしながら、ミリ波通信は高周波数帯域への移行に伴う電力損失に加え、大気中の水や酸素などに電波が吸収されるため [4]、従来のマイクロ波に比べ、信号電力の距離減衰が著しい。この問題を克服するため、周波数上昇に伴うアンテナの小型化を利用したハイブリッドビームフォーミングが、文献 [5–8] で提案されている。これらの文献では、空間自由度とアンテナ利得によって、距離に対する電力減衰を補償できることが実証されている。文献 [5] では、実用的な実装とハードウェアコストの削減に焦点を当て、動的スイッチングと量子化された位相器を用いた 2 地点間通信のためのハイブリッドプリコーダ通信を提案している。また、文献 [7] では、ビーム設計にかかる時間などのオーバーヘッドを削減するため、ユーザからの限定されたフィードバック情報を用いたマルチユーザ広帯域ミリ波システムの検討を行なっている。

上述のように、ミリ波無線通信システムを実現するための距離減衰に関する解決策は、多数検討されている。しかしながら、通信路推定後のデータ送信区間において、人やモノの移動に伴う突発的な遮蔽が生じた場合には、ミリ波の強い直進性によって通信路状態が大きく変動し、通信品質の著しい劣化が生じることが指摘されている [9–12]。この移動遮蔽物を予測するために、時空間画像の観測を利用した機械学習に基づく受信電力予測手法が提案されている [13, 14]。文献 [15, 16] では、ベルヌーイ変数を用いて、基地局とユーザ間の確率的遮蔽をモデル化し、多地点協調（CoMP：Coordinated Multi-Point）を利用したロバストなビームフォーミング設計について検討している。文献 [15] では、統計学習に基づいて、主要な遮蔽予測パターンを補足するロバストビームフォーミング設計法が提案されている。また、文献 [16] では、ワーストケース最適化手法に基づいて、各ユーザの最小スループットを最大化するようにビームの設計を行なっている。文献 [15, 16] で提案された方式は、遮蔽に対してロバスト性を示すが、統計学習のための時間や、組み合わせ最適化に起因する膨大な計算量を必要とする。特に、組み合わせ最適化に基づく方式 [16] では、システム内のユーザ、基地局の組み合わせに対して指数的に計算量が増加し、ビーム設計に多くの時間を要してしまう。

この計算量爆発の問題を解決するため、本論文では、文献 [16] と同等のスループット性能を維持しつつ、低計算量で実現可能なビームフォーミング設計法を提案する。具体的には、重み付



き総和レート最大化問題を用いて、ビームフォーミング設計を定式化し、これに適した効果的な重みを提案する。また、近年提案された凸化手法 [17–19] であるラグランジュ双対変換（LDT：Lagrangian Dual Transform）と二次変換（QT：Quadratic Transform）を用いて、低計算量な二次の最適化問題を導出する。さらに、提案方式と従来方式の最適化に要する計算量の解析を行い、提案方式が従来方式と比較して、最大で 1/100 まで計算量を削減しつつ、ロバストなビーム設計が可能であることを示す。最後に、計算機シミュレーションによって、スループット性能と計算量のトレードオフの観点から、提案方式の優位性を明らかにする。

## 1.2 本論文の構成

本論文の構成は以下の通りである。第 2 章では、本論文で想定するシステムモデルについて述べる。第 3 章では、遮蔽に対してロバスト性を示す従来方式と提案方式について説明する。また、提案方式の優位性を証明するため、計算量の解析を行う。第 4 章では、計算機シミュレーションから 2 種類のロバストビームフォーミングの性能比較を行う。最後に、第 5 章で本論文を総括する。

## 1.3 本論文で用いる数学表記

本論文で用いる数学表記を以下の表で定義する。

表 1.1: 数学表記

意味	シンボル
ベクトル	$\mathbf{x}$
行列	$\mathbf{X}$
実数の集合	$\mathbb{R}$
自然数の集合	$\mathbb{N}$
複素数の集合	$\mathbb{C}$
対称正定値行列の集合	$\mathbb{S}_{++}$
$a$ 行 $b$ 列の複素数の行列	$\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{a \times b}$
転置操作	$(\cdot)^T$
複素共役転置操作	$(\cdot)^H$
複素数の実数部	$\text{Re}\{\cdot\}$
天井関数	$\lceil x \rceil = \min \{y \in \mathbb{Z}   y \geq x\}$

## 第 2 章 システムモデル

### 2.1 ネットワークモデル

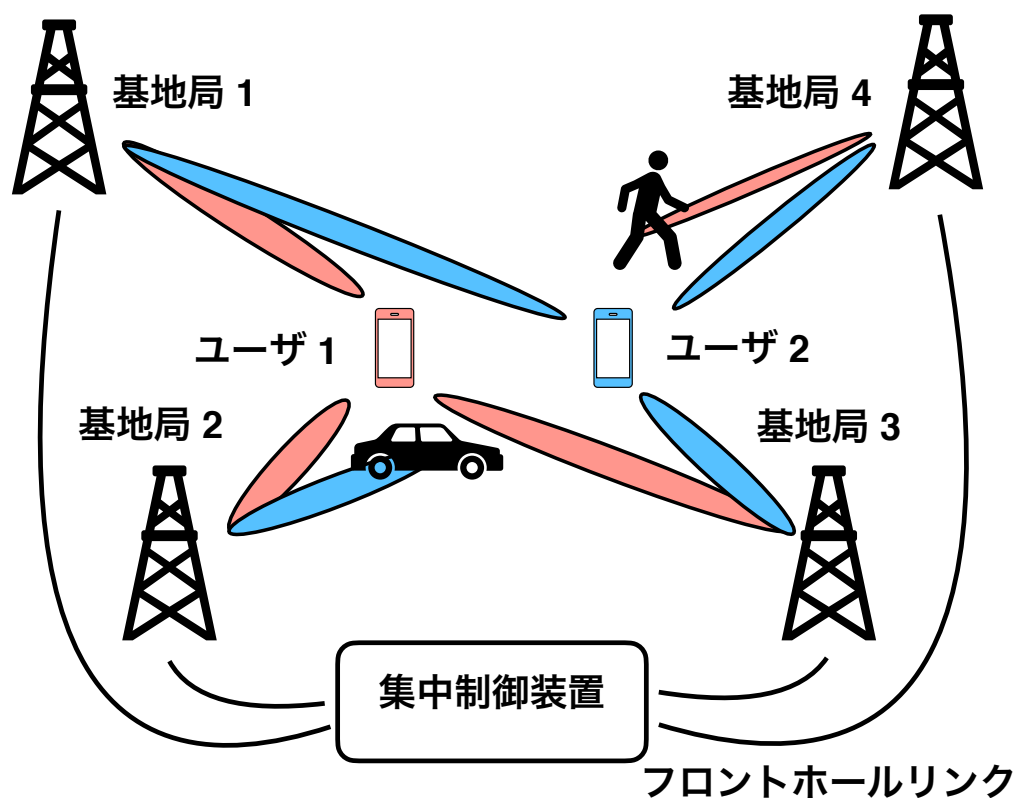


図 2.1: 複数基地局協調を用いるミリ波下りリンク通信システム.

本論文で想定するネットワークモデルを図 2.1 に示す. 本モデルでは, 単一の受信アンテナを具備した  $K$  台のユーザに対して,  $N_t$  本の送信アンテナを具備した  $B$  台の基地局が協調して, 下りリンク通信を行うものとする. また, 各基地局はフロントホールリンクを介して, 集中制御装置に接続している. 集中制御装置でビーム設計を行い, 得られた情報をフロントホールリンクを介して基地局に伝達する. ここで, ユーザと基地局を表すインデックスをそれぞれ  $k, b$  とし, 各基地局の最大送信電力を  $P_{\max, b}$  とする.

基地局  $b$  からユーザ  $k$  に向けたビームフォーミングベクトルを  $\mathbf{f}_{b,k} \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ 、基地局  $b$  とユーザ  $k$  間の通信路応答を  $\mathbf{h}_{b,k} \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$  とすると、ユーザ  $k$  の受信信号は次式で表される。

$$y_k = \sum_{b=1}^B \mathbf{h}_{b,k}^H \mathbf{f}_{b,k} x_k + \sum_{u \neq k}^K \sum_{b=1}^B \mathbf{h}_{b,k}^H \mathbf{f}_{b,u} x_u + n_k \quad (2.1)$$

$$= \mathbf{h}_k^H \mathbf{f}_k x_k + \sum_{u \neq k}^K \mathbf{h}_k^H \mathbf{f}_u x_u + n_k \quad (2.2)$$

ここで、 $x_k \sim (0, 1)$  はユーザ  $k$  に向けて送信されるデータシンボル、 $n_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_k^2)$  はユーザ  $k$  に対する加法性白色ガウス雑音（AWGN：Additive White Gaussian Noise）、 $\sigma_k^2$  は雑音電力密度を表す。また、通信路応答とビームフォーミングベクトルの表記の簡単化のため、 $\mathbf{h}_k$ 、 $\mathbf{f}_k$  を次式で定義する。

$$\mathbf{h}_k \triangleq [\mathbf{h}_{1,k}^T, \dots, \mathbf{h}_{B,k}^T]^T \quad (2.3)$$

$$\mathbf{f}_k \triangleq [\mathbf{f}_{1,k}^T, \dots, \mathbf{f}_{B,k}^T]^T \quad (2.4)$$

式 (2.1) に基づいて、ユーザ  $k$  の受信信号電力対干渉雑音電力比（SINR：Signal power to Interference plus Noise power Ratio）は次式で表される。

$$\Gamma_k = \frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{f}_k|^2}{\sigma_k^2 + \sum_{u \neq k}^K |\mathbf{h}_k^H \mathbf{f}_u|^2} \quad (2.5)$$

## 2.2 通信路モデル

本論文では、各通信は時分割複信（TDD：Time Division Duplex）に基づいて行われるものとする。このとき、通信路の相反性を仮定することで、上りリンクの信号によって下りリンクの通信路推定が可能である。ユーザ  $k$  からの送信信号によって推定された基地局  $b$  における通信路応答の推定値は次式で与えられる。

$$\hat{\mathbf{h}}_{b,k} = \sqrt{\frac{1}{M_{b,k}}} \left\{ g_{b,k}^1 \mathbf{a}_T(\phi_{b,k}^1) + \sum_{m=2}^{M_{b,k}} g_{b,k}^m \mathbf{a}_T(\phi_{b,k}^m) \right\} \quad (2.6)$$

ここで、 $M_{b,k}$  は基地局  $b$  からユーザ  $k$  に向けた信号の到来経路数であり、ポアソン母数  $\lambda$  を用いて次式で与えられる。

$$M_{b,k} \sim \max(1, \text{Poisson}(\lambda)) \quad (2.7)$$

また、 $\phi_{b,k}^m$  は基地局  $b$  からユーザ  $k$  の経路  $m$  における発射角（AoD：Angle of Departure）、 $\mathbf{a}_T(\cdot)$  は送信機のアレイ応答を表す。加えて、 $g_{b,k}^m$  は基地局  $b$  からユーザ  $k$  の経路  $m$  に対する経路利得

であり、次式で与えられる。

$$g_{b,k}^m \sim \mathcal{CN}(0, 10^{-\text{PL}_{b,k}^m/10}) \quad (2.8)$$

ここで、 $\text{PL}_{b,k}^m$  は基地局  $b$  からユーザ  $k$  の経路  $m$  における経路損失であり、次式で与えられる。

$$\text{PL}_{b,k}^m = \alpha + 10\beta \log 10(d_{b,k}) + \xi \text{ [dB]} \quad (2.9)$$

ただし、 $d_{b,k}$  は基地局  $b$  からユーザ  $k$  までの距離を表し、パラメータ  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\xi$  は文献 [20] に基づいて決定される。

## 2.3 遮蔽モデル

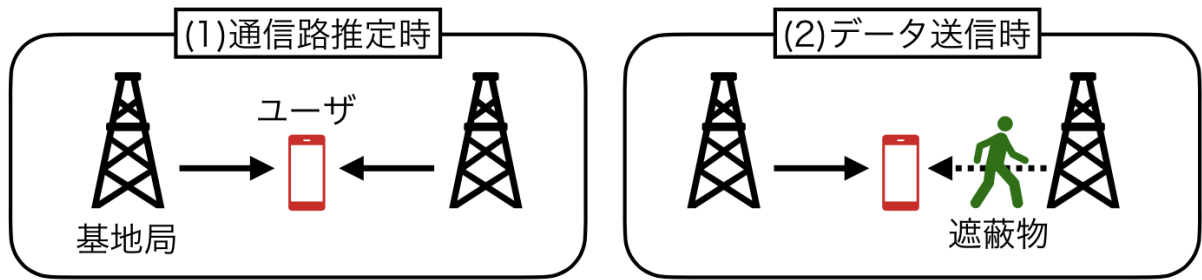


図 2.2: 通信路推定後のデータ送信区間において瞬時的に遮蔽物が発生する状況図。

図 2.2 に示すように、通信路推定時とデータ送信時の間に瞬時的に遮蔽物が発生した場合には、通信路の相反性の仮定が崩れ、さらにミリ波の強い直進性のために、通信品質の劣化が生じる。本論文では、この遮蔽の影響を、確率変数によってモデル化する [16]。すなわち、基地局  $b$  とユーザ  $k$  間の見通し経路が確率  $q_{b,k}^{\text{block}} \in [0, 1]$  で遮蔽されると仮定する。

文献 [13, 14] では、図 2.3 に示すように、基地局の近傍にカメラを設置する。設置したカメラによる画像と機械学習を活用することで、数百ミリ秒先の受信電力の時系列データが予測可能となる。本論文では、文献 [13, 14] の遮蔽予測手法により、送信前に  $q_{b,k}^{\text{block}}$  を事前に予測可能であると仮定する。

以上より、基地局  $b$  とユーザ  $k$  間のデータ送信時の通信路応答を次式でモデル化する。

$$\mathbf{h}_{b,k} = \sqrt{\frac{1}{M_{b,k}}} \left\{ \omega_{b,k} g_{b,k}^1 \mathbf{a}_T(\phi_{b,k}^1) + \sum_{m=2}^{M_{b,k}} g_{b,k}^m \mathbf{a}_T(\phi_{b,k}^m) \right\} \quad (2.10)$$

ここで、 $\omega_{b,k} \in \{0, 1\}$  はベルヌーイ分布に従う確率変数であり、見通し経路が遮蔽された場合には 1、他の場合には 0 を取る。

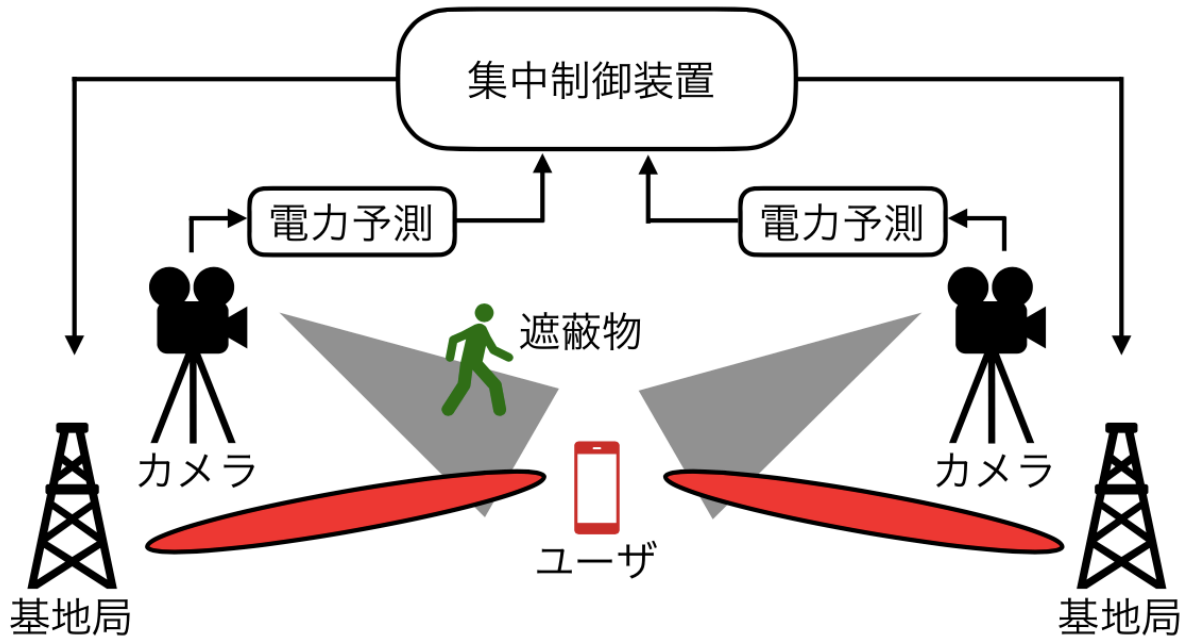


図 2.3: カメラ画像による遮蔽予測の例.

式 (2.10) より，式 (2.5) で与えられる  $\Gamma_k$  は遮蔽の有無によって変化する確率変数となり，その実現値は基地局においては未知である．ゆえに通信の安定化のためには，基地局は式 (2.6) で与えられる既知の通信路推定値と，遮蔽予測によって与えられる遮蔽の発生確率  $q_{b,k}^{\text{block}}$  を用いて， $\Gamma_k$  の実現値を所望値に落とし込む必要がある．そこで，次章では遮蔽に対してロバストなビームフォーミング設計について述べる．

## 第 3 章 ロバストビームフォーミング設計

本章では、確率的に遮蔽が発生するミリ波無線通信システムに対する提案手法である低計算量ロバストビームフォーミング設計について説明する．はじめに、計算量の観点から提案方式の優位性を明らかにするため、文献 [16] で提案されている従来方式に関して述べる．その後、重み付き総和レート最大化問題に基づいて設計を行う提案方式について説明する．

### 3.1 従来方式

本節では、従来のロバストビームフォーミング設計について述べる．はじめに、ビームフォーミング設計の土台となる最適化問題の定式化について説明する．その後、非凸関数である最適化問題を効率的に解くための、関数の近似方法について述べる．

#### 3.1.1 最適化問題の定式化

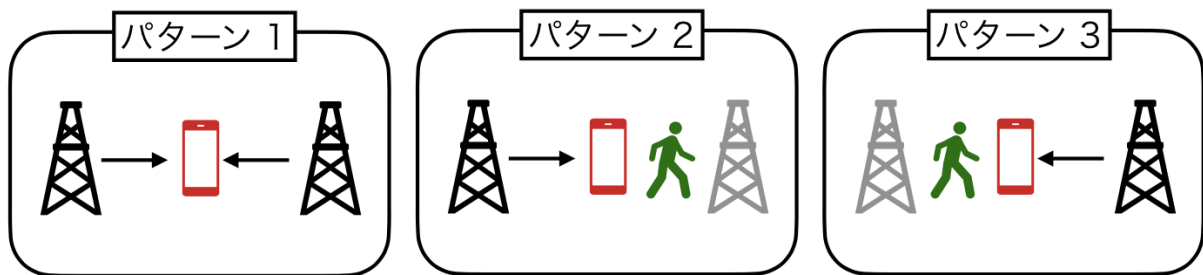


図 3.1: 基地局とユーザ間の遮蔽パターン例.

従来方式では、各基地局とユーザ間の遮蔽の有無を考慮し、各ユーザの最小スループットを最大化するようにビームフォーミングベクトルを設計する．例として、図 3.1 の状況を考える．ここでは、1 台のユーザに対して 2 台の基地局が協調して通信を行う．各基地局とユーザ間の遮蔽パターンは、全ての基地局が遮蔽される場合を除いて 3 パターンである．従来方式では、このように複数の遮蔽パターンを想定してビーム設計を行う．

具体的には、設計パラメータ  $L \in \{1, 2, \dots, B\}$  を用いて、遮蔽されていない見通し経路が  $L$  本以上のパターンを全て想定する．すなわち、遮蔽が発生している見通し経路が  $B - L$  本以下の場合を想定してビーム設計を行うため、遮蔽に対してロバスト性を持つ．ビーム設計時に考慮する遮

蔽パターン数を  $C(B, L)$  とすると,  $C(B, L)$  は次式で表される.

$$C(B, L) = \sum_{t=0}^{B-L} \binom{B}{t} \quad (3.1)$$

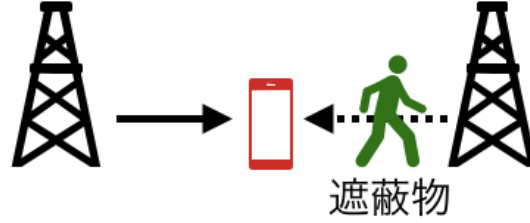


図 3.2: 基地局とユーザ間で遮蔽が発生している例.

例として, 基地局数  $B = 2$  の図 3.2 の状況を考える. 図 3.2 では, 一方の基地局とユーザ間の通信路で遮蔽が発生している. このとき, 設計パラメータを  $L = 1$  にした場合にはスループットの劣化を抑制することができる.

以上の設計法より, 文献 [16] では, スラック変数を用いて, 各ユーザの遮蔽発生時の最小スループットを最大化するような, 以下の総和レート最大化問題が提案されている.

$$\underset{f_{b,k}, \alpha_k, \forall b, \forall k}{\text{maximize}} \quad \sum_{k=1}^K \log_2 (1 + \alpha_k) \quad (3.2a)$$

$$\text{subject to} \quad \Gamma_k^c \geq \alpha_k \quad \forall k, \quad \forall c \quad (3.2b)$$

$$\sum_{k=1}^K \|f_{b,k}\|_2^2 \leq P_{\max, b} \quad \forall b \quad (3.2c)$$

ここで,  $\alpha_k$  はスラック変数,  $c \in \{1, 2, \dots, C(B, L)\}$  は遮蔽パターンを表すインデックス,  $\Gamma_k^c$  は遮蔽パターン  $c$  に対する SINR である. また, 目的関数は総和伝送レートの最大化, 式 (3.2b) は SINR 制約であり, 式 (3.2c) は送信電力制約を表す.

式 (3.2) で与えられる最適化問題は, 制約条件に非凸関数が含まれるため, NP 困難である. そこで, 次項では効率的に解を求めるための関数の凸近似技術について述べ, 式 (3.2) の凸近似を行う.

### 3.1.2 非凸関数から凸関数への近似

非凸な SINR 制約である式 (3.2b) は, 逐次凸近似 (SCA : Successive Convex Approximation) 技術を用いて, 凸関数に近似することが可能である [21, 22]. はじめに, 簡潔かつ実装が容易である近似式を得るため, 式 (3.2b) の緩和を行う. ユーザ  $k$  の SINR の下界を求めるために以下の式を

考える.

$$\alpha_k \leq \Gamma_k^c \triangleq \frac{\left| \sum_{b=1}^B \mathbf{h}_{b,k}^H \mathbf{f}_{b,k} \right|^2}{I_k^c} \quad (3.3)$$

$$I_k^c \triangleq \sigma_k^2 + \sum_{i \neq k}^K \left| \sum_{b=1}^B \mathbf{h}_{b,k}^H \mathbf{f}_{b,i} \right|^2 \quad (3.4)$$

ここで、式 (3.3) はユーザ  $k$  の SINR の下界、式 (3.4) は、後の SCA による反復アルゴリズムの実装を単純化するために定義する干渉及び雑音の総和である。また、式 (3.3) を変形すると次式が得られる。

$$1 + \alpha_k \leq \frac{\sigma_k^2 + \sum_{i=1}^K \left| \sum_{b=1}^B \mathbf{h}_{b,k}^H \mathbf{f}_{b,i} \right|^2}{I_k^c} \quad (3.5)$$

ここで、遮蔽が発生した際の通信路応答を表現しつつ、式を簡潔にするため、以下のスタックベクトルを定義する。

$$\mathbf{h}_k^c \triangleq [\mathbf{h}_{1,k}^T, \dots, \mathbf{h}_{1,k}^T] \quad (3.6)$$

$$\mathbf{f}_i \triangleq [\mathbf{f}_{1,i}^T, \dots, \mathbf{f}_{B,i}^T]^T \quad (3.7)$$

ただし、 $\mathbf{h}_k^c$  は式 (2.3) において、遮蔽パターンが  $c$  であるときの通信路応答を表す。つまり、図 3.2 の状況を想定する場合、 $\mathbf{h}_k^c \triangleq [\mathbf{h}_{1,k}, \mathbf{0}]$  である。式 (3.6), (3.7) による式 (3.5) の置き換えと変形を行うと、最終的に次式で緩和できる。

$$I_k^c \leq \frac{\sigma_k^2 + \sum_{i=1}^K |\mathbf{h}_k^{cH} \mathbf{f}_i|^2}{1 + \alpha_k} \quad (3.8)$$

ここまでの緩和により、簡潔な SINR 制約が得られたが、式 (3.8) は依然として非凸関数である。そこで、SINR 制約を凸部分集合で近似し、反復的に解を収束させる SCA を用いた凸近似を行う。

式 (3.8) の左辺は凸関数であることから、非凸関数である式 (3.8) の右辺をテイラー展開し、第 1 次項で近似を行うと次式が得られる。

$$\begin{aligned} \mathcal{F}(c, \mathbf{f}_k, \alpha_k; \mathbf{f}_k^{(i)}, \alpha_k^{(i)}) &\triangleq 2\text{Re} \left\{ \frac{\mathbf{f}_k^{(i)H} \mathbf{h}_k^c \mathbf{h}_k^{cH}}{1 + \alpha_k^{(i)}} (\mathbf{f}_k - \mathbf{f}_k^{(i)}) \right\} \\ &\quad + \frac{\sigma_k^2 + \sum_{i=1}^K |\mathbf{h}_k^{cH} \mathbf{f}_i^{(i)}|^2}{1 + \alpha_k^{(i)}} \left( 1 - \frac{\alpha_k - \alpha_k^{(i)}}{1 + \alpha_k^{(i)}} \right) \end{aligned} \quad (3.9)$$

$$\leq \frac{\sigma_k^2 + \sum_{i=1}^K |\mathbf{h}_k^{cH} \mathbf{f}_i|^2}{1 + \alpha_k} \quad (3.10)$$



**アルゴリズム 1** 従来ロバストビームフォーミング設計**Input:** 送信ビームフォーミング初期値:  $\mathbf{F}^{(0)}, \alpha_k, \forall k$ **Output:** 最適ビームフォーミングベクトル:  $\mathbf{F}$ 

- 1:  $i = 1$
- 2: **repeat**
- 3:    $\mathbf{F}^{(i-1)}$  を用いて式 (3.11) を解き, 局所最適解  $\mathbf{F}^{(i)}$  を算出.
- 4:    $i = i + 1$ .
- 5: **until** 最適解が収束するまで行う.

ここで, 式 (3.9) は式 (3.8) の右辺よりも小さく, 動作点  $\{\mathbf{f}_k^{(i)}, \alpha_k^{(i)}\}$  で一致する. 以上より, 式 (3.2b) は式 (3.9) によって近似が可能であることから, 最適化問題 (3.2) は以下のように再定式化される.

$$\underset{\mathbf{f}_{b,k}, \alpha_k, \forall b, \forall k}{\text{maximize}} \quad \sum_{k=1}^K \log_2 (1 + \alpha_k) \quad (3.11a)$$

$$\text{subject to} \quad \mathcal{F}(c, \mathbf{f}_k, \alpha_k; \mathbf{f}_k^{(i)}, \alpha_k^{(i)}) \geq I_k \quad \forall k, \quad \forall c \quad (3.11b)$$

$$\sum_{k=1}^K \|\mathbf{f}_{b,k}\|_2^2 \leq P_{\max,b} \quad \forall b \quad (3.11c)$$

内点法を用いることで, 上記の凸最適化問題の大域的最適解を容易に求めることが可能である.  $i$  回目の反復では,  $i-1$  回目の反復で得られた解を固定動作点として使用し, 目的関数が収束するまで反復操作を行う. 最後に, 本節で紹介したワーストケース最適化に基づく設計の擬似コードをアルゴリズム 1 に示す. ただし,  $\mathbf{F} \triangleq [\mathbf{f}_{1,1}, \dots, \mathbf{f}_{B,K}]$  である.

本節で説明した従来方式は遮蔽に対してロバスト性を示すが, 基地局とユーザの組み合わせ数とともに制約条件数が増加し, ビーム設計に多くの時間を必要とする. 制約条件数の増加の主な要因は, 式 (3.2b) で与えられる制約条件数が式 (3.1) に比例することである. そこで, 次節で説明する提案方式では, 式 (3.2b) の SINR 制約を緩和し, 代わりに目的関数に重みを導入することで, 遮蔽に対するロバスト性を維持しつつ, 低計算量でビーム設計を行うことを目標とする.

## 3.2 提案方式

本節では, 低計算量でビームを設計可能な提案方式について述べる. 前節と同様に, 最適化問題の定式化と非凸関数から凸関数への近似を行う. 最後に, 提案方式に用いる重みの効率的な設計について説明する.

### 3.2.1 最適化問題の定式化

式 (3.2) で与えられた最適化問題を解くために必要な総計算量は、制約条件数に比例する。その詳細は 3.3 節で述べる。実環境では、複数の基地局によって形成されるカバレッジエリア内には多数の端末が存在することが想定され、この計算量の増大は無視できない。そのため、低計算量で実現可能なビームフォーミング設計が急務である。以上より、従来方式のボトルネックである SINR 制約を緩和した以下の重み付き総和レート最大化問題を定式化する。

$$\underset{\mathbf{F}}{\text{maximize}} \quad \sum_{k=1}^K \sum_{c=1}^{C(B,1)} w_k^c \log_2 (1 + \Gamma_k^c) \quad (3.12a)$$

$$\text{subject to} \quad \sum_{k=1}^K \|f_{b,k}\|_2^2 \leq P_{\max,b} \quad \forall b \quad (3.12b)$$

ここで、 $w_k^c$  は重みを表し、詳細は 3.2.3 項で述べる。また、目的関数は総和レート最大化、制約条件は送信電力制約のみである。残る課題は非凸関数である式 (3.12a) の凸近似、提案方式で新たに導入した重みの効率的な設計である。そこで、3.2.2 項では、LDT と QT を用いた関数の凸近似を行う。また、3.2.3 項では、各遮蔽パターンの発生確率と SINR に着目した重み設計について説明する。

### 3.2.2 非凸関数から凸関数への近似

式 (3.12) で与えられる最適化問題は非凸関数の最適化であるため、NP 困難である。上記の最適化問題を効率的に解くため、凸関数への近似が求められる。そこで、本論文では、近年提案された凸化手法 [17–19] である LDT と QT を用いて、低計算量な二次の最適化問題を導出する。従来の分数関数を直接的に凸近似する手法では、単一项の関数のみが対象であった。そのため、本論文で提案する分数関数の和が含まれる目的関数の凸近似には適用が困難であった。一方、文献 [17–19] では、LDT と QT を用いた分数計画法の、複数次元かつ複素数への拡張が提案されている。これにより、スラック変数やテイラー近似を用いた間接的な手法ではなく、総和レートを直接的に凸関数へと近似することで、近似誤差による性能劣化を抑えつつ、解の高速な収束を可能とした。

はじめに、LDT [18] について紹介する。空集合でない集合  $\mathcal{X}$ 、 $w_m \neq 0$ 、 $A_m(\mathbf{x}) \neq 0$ 、 $B_m(\mathbf{x}) \neq 0$  を用いて、次式の重み付き総和最大化問題を考える。

$$\underset{\mathbf{x}}{\text{maximize}} \quad \sum_{m=1}^M w_m \log \left( 1 + \frac{A_m(\mathbf{x})}{B_m(\mathbf{x})} \right) \quad (3.13a)$$

$$\text{subject to} \quad \mathbf{x} \in \mathcal{X} \quad (3.13b)$$

LDT を用いることで、上式は次式に書き換えられる.

$$\underset{\mathbf{x}, \boldsymbol{\beta}}{\text{maximize}} \quad f(\mathbf{x}, \boldsymbol{\beta}) \quad (3.14a)$$

$$\text{subject to} \quad \mathbf{x} \in \mathcal{X} \quad (3.14b)$$

ここで、新たな目的関数  $f$  は次式で表される.

$$f(\mathbf{x}, \boldsymbol{\beta}) = \sum_{m=1}^M w_m \log(1 + \beta_m) - \sum_{m=1}^M w_m \beta_m + \sum_{m=1}^M \frac{w_m(1 + \beta_m)A_m(\mathbf{x})}{A_m(\mathbf{x}) + B_m(\mathbf{x})}, \quad (3.15)$$

$$\beta_m = \frac{A_m(\mathbf{x})}{B_m(\mathbf{x})} \quad (3.16)$$

次に、QT [17] について紹介する. 変数  $\boldsymbol{\alpha}(\mathbf{x}) : \mathbb{C}^{d_1} \rightarrow \mathbb{C}^{d_2}$ ,  $\mathbf{B}(\mathbf{x}) : \mathbb{C}^{d_1} \rightarrow \mathbb{S}_{++}^{d_2 \times d_2}$ ,  $d_1, d_2 \in \mathbb{N}$  を用いて、次式の多次元総和問題を考える.

$$\underset{\mathbf{x}}{\text{maximize}} \quad \sum_{m=1}^M \boldsymbol{\alpha}_m^H(\mathbf{x}) \mathbf{B}_m^{-1}(\mathbf{x}) \boldsymbol{\alpha}_m(\mathbf{x}) \quad (3.17a)$$

$$\text{subject to} \quad \mathbf{x} \in \mathcal{X} \quad (3.17b)$$

QT を用いることで、上式は次式で表される.

$$\underset{\mathbf{x}, \mathbf{t}}{\text{maximize}} \quad \sum_{m=1}^M \left( 2\text{Re} \{ \mathbf{t}_m^H \boldsymbol{\alpha}_m(\mathbf{x}) \} - \mathbf{t}_m^H \mathbf{B}_m(\mathbf{x}) \mathbf{t}_m \right) \quad (3.18a)$$

$$\text{subject to} \quad \mathbf{x} \in \mathcal{X}, \mathbf{t}_m \in \mathbb{C}^{d_2} \quad (3.18b)$$

$$\mathbf{t}_m = \mathbf{B}_m^{-1}(\mathbf{x}) \boldsymbol{\alpha}_m(\mathbf{x}) \quad (3.19)$$

上記で述べた LDT と QT を用いることにより、式 (3.12) の最適化問題は以下のように再定式化可能である.

$$\underset{\mathbf{F}}{\text{maximize}} \quad \mathcal{F}(\mathbf{F}) \quad (3.20a)$$

$$\text{subject to} \quad \sum_{k=1}^K \|\mathbf{f}_{b,k}\|_2^2 \leq P_{\max,b} \quad \forall b \quad (3.20b)$$

ここで,

$$\mathbf{F} \triangleq [\mathbf{f}_{1,1}, \dots, \mathbf{f}_{B,K}] \quad (3.21)$$

であり,  $\mathcal{F}(\mathbf{F})$  は次式で与えられる.

$$\begin{aligned} \mathcal{F}(\mathbf{F}) = & \sum_{k=1}^K \sum_{c=1}^{C(B,1)} w_k^c \log_2(1 + \beta_k^c) - \sum_{k=1}^K \sum_{c=1}^{C(B,1)} w_k^c \beta_k^c \\ & + \sum_{k=1}^K \sum_{c=1}^{C(B,1)} 2\text{Re} \left\{ t_k^{cH} \sqrt{w_k^c (1 + t_k^c)} \mathbf{h}_k^{cH} \mathbf{f}_k \right\} - \sum_{k=1}^K \sum_{c=1}^{C(B,1)} |t_k^c|^2 \left( \sigma_k^2 + \sum_{u \neq k} |\mathbf{h}_k^{cH} \mathbf{f}_u|^2 \right) \end{aligned} \quad (3.22)$$

また, LDT と QT による凸近似の過程で得られる補助変数  $\beta_k^c$ ,  $t_k^c$  は以下で与えられる.

$$\beta_k^c = \frac{|\mathbf{h}_k^{cH} \mathbf{f}_k^{(i)}|^2}{\sigma_k^2 + \sum_{u \neq k} |\mathbf{h}_k^{cH} \mathbf{f}_u^{(i)}|^2} \quad (3.23)$$

$$t_k^c = \frac{\sqrt{w_k^c (1 + t_k^c)} \mathbf{h}_k^{cH} \mathbf{f}_k^{(i)}}{\sigma_k^2 + \sum_{u=1}^K |\mathbf{h}_k^{cH} \mathbf{f}_u^{(i)}|^2} \quad (3.24)$$

詳細な式変形に関しては付録を参照すること.

LDT と QT による非凸関数の凸近似により, 内点法を用いて上記の凸最適化問題の大域的最適解を容易に求めることが可能である.

### 3.2.3 重み付け方法

次に, 式 (3.12) で導入した重み設計について検討する. 提案方式は, 複数の目的関数を同時に最大化する多目的最適化問題であるため, 各目的関数の重要度を決定するための重みの調整が課題となる. 本論文では, 各遮蔽パターンの発生頻度とワーストケースの SINR に着目する, 以下の重み設計を用いる.

$$w_k^c = \frac{p_k^c(q_{b,k}^{\text{block}})}{1 + \log_{10}(1 + \gamma_k^c(q_{b,k}^{\text{block}}))} \quad (3.25)$$

ここで,  $p_k^c(q_{b,k}^{\text{block}})$  は各遮蔽パターンの発生確率,  $\gamma_k^c$  は  $\mathbf{f}_k^{(i)}$  で計算される SINR を表す. ただし, 本論文では, 分母と分子のオーダを合わせるために対数を使用し, 1 を加算する. 提案方式の重み設計では, 分子に各遮蔽パターンの発生確率を用いることで, 着目すべきパターンに多くの電力割り当てを行うことを目的とする. また, 各遮蔽パターンに対する SINR を分母に用いることで, 通信品質の悪いユーザに着目することが可能となる. これにより, アウテージ確率の減少が期待される. 最後に, 提案方式の疑似コードをアルゴリズム 2 に示す.

**アルゴリズム 2** 提案ロバストビームフォーミング設計**Input:** 送信ビームフォーミング初期値:  $\mathbf{F}^{(0)}$ **Output:** 最適ビームフォーミングベクトル:  $\mathbf{F}$ 

- 1:  $i = 1$
- 2: **repeat**
- 3: 式 (3.25) と  $\mathbf{F}^{(i-1)}$  を用いて  $w_k^c, \forall k, \forall c$  を計算.
- 4:  $\mathbf{F}^{(i-1)}$  を用いて式 (3.20) を解き, 局所最適解  $\mathbf{F}^{(i)}$  を算出.
- 5:  $i = i + 1$ .
- 6: **until** 最適解が収束するまで行う.

### 3.3 従来方式と提案方式の計算量解析

本節では, 式 (3.20) で与えられる凸最適化問題を解くために必要な計算量を解析的に明らかにする. さらに, ワーストケース最適化手法 [16] に基づく従来方式と比較することにより, 提案方式の優位性を示す.

与えられた凸最適化問題を内点法によって解くと仮定すると, 最適解に収束するために必要なニュートン法の総反復回数  $N$  の上界は次式で与えられる [23].

$$N \leq \left\lceil \frac{\log(m/(t^{(0)}\varepsilon))}{\log \mu} \right\rceil \left( \frac{m(\mu - 1 - \log \mu)}{\gamma} + c \right) \quad (3.26)$$

ここで,  $\lceil x \rceil = \min \{y \in \mathbb{Z} | y \geq x\}$  は天井関数,  $\gamma, c$  は定数,  $\mu$  は収束速度に関するハイパーパラメータ,  $m$  は最適化問題の制約条件数を表す.

制約条件数  $m$  を除く全ての係数が固定されていると仮定すると, 式 (3.26) の計算量はオーダ記法を用いて,  $O(m \log m)$  と見做せる.

また, 従来方式と提案方式の制約条件数  $m_{\text{conv.}}$ ,  $m_{\text{prop.}}$  は, それぞれ次式で表される.

$$m_{\text{conv.}} = \sum_{t=0}^{B-L} \binom{B}{t} K + B \quad (3.27a)$$

$$m_{\text{prop.}} = B \quad (3.27b)$$

提案方式では, 従来方式のボトルネックである SINR 制約を緩和しているため, 制約条件数を大幅に削減可能ことが確認できる. この影響については, 本節の最後で数値的に明らかにする.

内点法による最適解の収束に必要な総反復回数は上記の計算量オーダを用いて決定可能であるため, 以降では, 1 回の反復に必要な計算量について検討する. そして, 1 回の反復に必要な計算量と総反復回数の積を求めることにより, 従来方式と提案方式の総計算量を導出する. 文献 [24]

より、最適化変数の次元数の総和  $n$  を用いて、各反復ごとに必要とされる計算量の下界は  $O(n^3)$  で与えられる。ここで、従来方式と提案方式の最適化変数の次元数の総和  $n_{\text{conv.}}$ ,  $n_{\text{prop.}}$  は、それぞれ次式で表される。

$$n_{\text{conv.}} = BN_t K + K \quad (3.28a)$$

$$n_{\text{prop.}} = BN_t K \quad (3.28b)$$

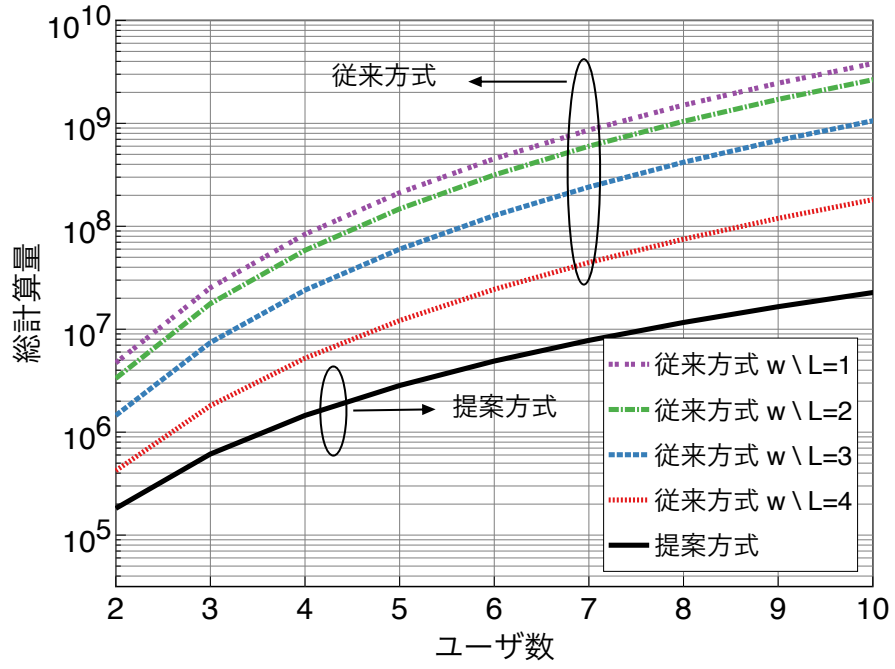
提案方式では、従来方式とは異なり、スラック変数を必要としないため、最適化変数をユーザ数  $K$  だけ削減することが可能である。

以上より、提案方式と従来方式の最適化問題を解くために必要な総計算量は、それぞれ次式で表される。

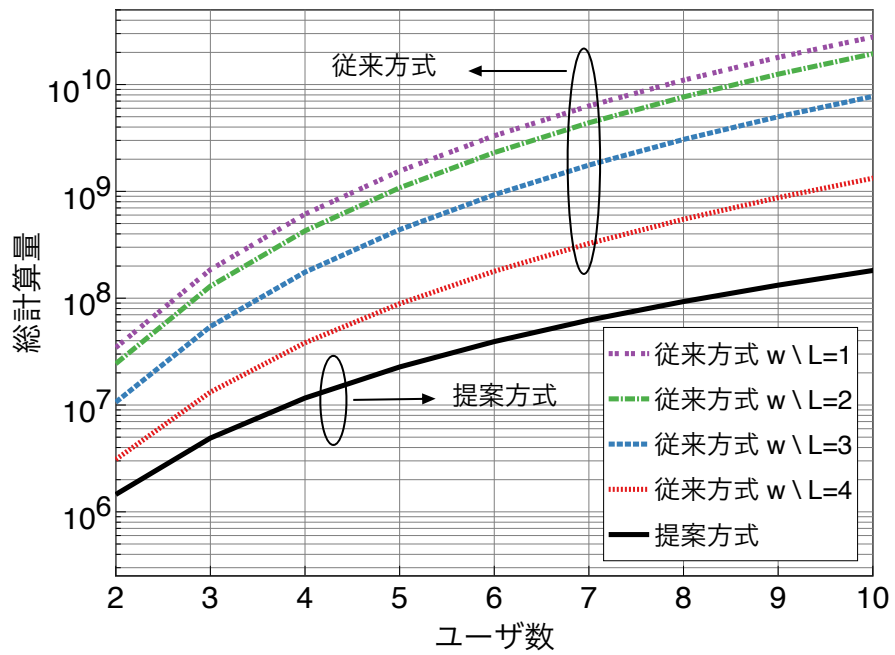
$$O_{\text{conv.}} = O\left(n_{\text{conv.}}^3 \times m_{\text{conv.}} \cdot \log(m_{\text{conv.}})\right) \quad (3.29a)$$

$$O_{\text{prop.}} = O\left(n_{\text{prop.}}^3 \times m_{\text{prop.}} \cdot \log(m_{\text{prop.}})\right) \quad (3.29b)$$

上記の解析結果を数値的に明らかにするため、基地局数を  $B = 4$ 、送信アンテナ数を  $N_t = 4, 8$  と仮定し、ユーザ数  $K$  の関数として、設計パラメータ  $L$  が異なる従来方式と提案方式の総計算量を図 3.3 に示す。図 3.3 より、提案方式は従来方式と比較して、最大で 1/100 まで計算量削減が可能であることがわかる。また、ユーザ数  $K$  の増加に伴う計算量の増加量が小さいことから、提案方式はユーザ数が増加した際にも動作可能であるといえる。



(a) 送信アンテナ数  $N_t = 4$



(b) 送信アンテナ数  $N_t = 8$

図 3.3: 提案方式と従来方式の最適化に要する計算量の比較.

## 第 4 章 数値解析

本章では，図 2.1 に示すように，1 辺の長さが 100[m] の正方形の角に 4 台の基地局が配置されている環境を想定し，提案方式と従来方式のスループット性能，アウトエージ確率の比較を計算機シミュレーションにより行う．はじめに，スループットの実現値  $R_k$  を用いて，実効スループット  $T_{\text{eff},k}$  を次式のように定義する．

$$T_{\text{eff},k} \triangleq \mathbb{E}[a_k R_k] \quad (4.1)$$

ここで，帯域幅  $W$ ，システムの所望スループット  $R_{\text{targ}}$  を用いて， $R_k$  とアウトエージの有無を表す変数  $a_k$  は次式で表される．

$$R_k = W \log_2(1 + \Gamma_k) \quad (4.2a)$$

$$a_k = \begin{cases} 1 & (R_k \geq R_{\text{targ}}) \\ 0 & (R_k < R_{\text{targ}}) \end{cases} \quad (4.2b)$$

提案方式と従来方式の凸最適化問題を内点法を用いて解く際には，ソルバーとして CVX [25] を使用した．また，計算機シミュレーションで用いたパラメータを表 4.1 に示す．

表 4.1: シミュレーション諸元

意味	シンボル	値
ポアソン母数	$\lambda$	1.8
通信路パラメータ [20]	$\alpha_{\text{LOS}}, \alpha_{\text{NLOS}}$	61.4, 72.0
通信路パラメータ [20]	$\beta_{\text{LOS}}, \beta_{\text{NLOS}}$	2, 2.92
通信路パラメータ [20]	$\sigma_{\text{LOS}}, \sigma_{\text{NLOS}}$	5.8, 8.7
ユーザ数	$K$	3
基地局数	$B$	4
送信アンテナ数	$N_t$	8
雑音電力	$\sigma_k^2$	-96 [dBm]
最大送信電力	$P_{\text{max},b}$	30 [dBm]
中心周波数	$f_c$	28 [GHz]
帯域幅	$W$	20 [MHz]
所望スループット	$R_{\text{targ}}$	160 [Mbps]



## 4.1 遮蔽確率が同一の場合

本節では簡単化のため、各基地局とユーザ間の遮蔽確率は全て等しく  $q^{\text{block}}$  と仮定し、計算機シミュレーションを行う。すなわち  $q_{b,k}^{\text{block}} = q^{\text{block}}$  である。

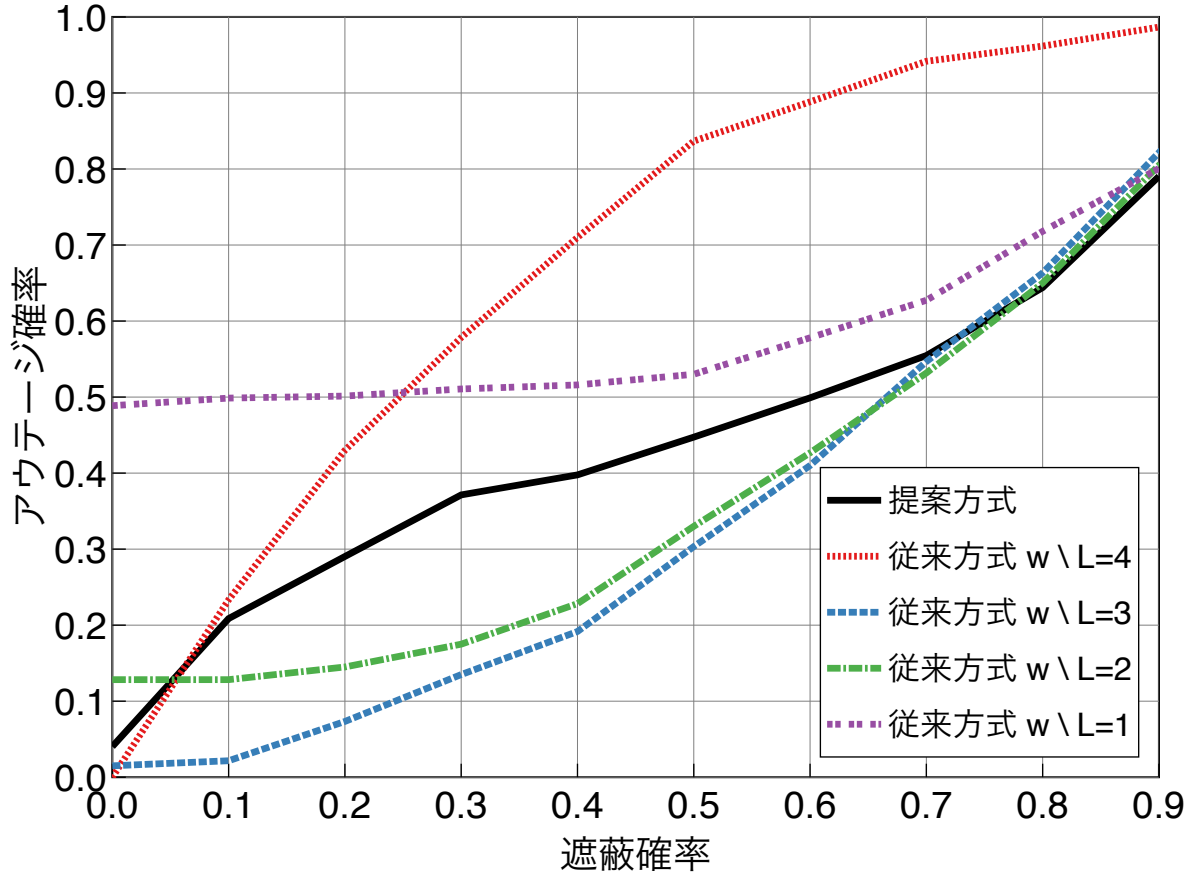


図 4.1: 従来方式と提案方式のアウテージ確率。各基地局とユーザ間の遮蔽確率は同一であるとする。

はじめに、図 4.1 に遮蔽確率とアウテージ確率の関係を示す。図 4.1 より、基地局とユーザ間の遮蔽を考慮しない非ロバストな設計（図中の  $L = 4$  に対応）は遮蔽確率の増加に伴い、アウテージ確率が大きく増加していることが確認できる。また、従来方式の  $L = 2, 3$  では、遮蔽パターンを想定してビーム設計を行うため、アウテージ確率の劣化を抑制可能である。一方で、従来方式の  $L = 1$  では、想定する遮蔽パターン数が膨大になり、全ての遮蔽パターンに対応可能なビーム設計が困難となるため、アウテージ確率が増加している。これは、従来方式がワーストケース最適化に基づいた設計をしていることに起因している。ワーストケース最適化手法では、通信路の状態が

悪いパターンも想定してビームを設計する必要があるため、得られるスループットが小さくなる。最後に、提案方式では、 $L = 1, 4$  と比較してアウトエージ確率の増加を抑制していることがわかる。しかしながら、従来方式の  $L = 2, 3$  と比較すると、アウトエージ確率が大きい。提案方式では、低計算量を実現するために SINR 制約を緩和していることから、通信品質の悪いユーザーに割り当てられる電力が少ないため、上記の結果が得られたと考えられる。

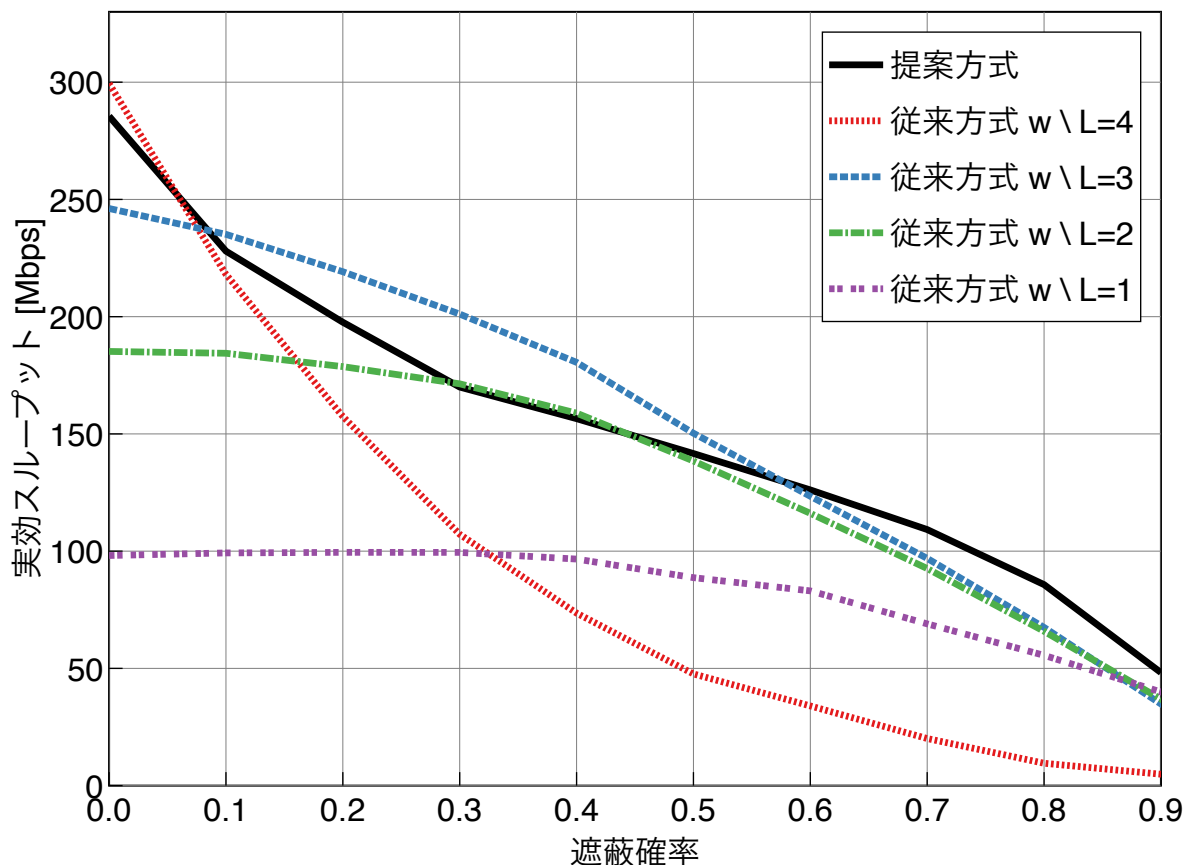


図 4.2: 提案方式と従来方式の実効スループットの比較. 各基地局とユーザ間の遮蔽確率は同一であるとする.

次に、図 4.2 に遮蔽確率と実効スループットの関係を示す。図 4.2 より、従来の非ロバストな設計（図中の  $L = 4$  に対応）は遮蔽確率が増加するにつれて、スループットが著しく劣化しているが、 $L \neq 4$  の従来方式 [16] は、遮蔽によるスループットの劣化を抑制していることが確認できる。また、提案方式は計算量を大幅に削減しつつ、従来方式と同等の性能を達成している。加えて、提案方式では、遮蔽確率が 60% 以上の領域において、最も優れた性能を達成している。これは、遮

蔽確率に基づいて重み設計を行なっているため、効率的なビーム設計が可能になったことに起因すると考えられる。従来方式では、ビーム設計をする際に事前に設計パラメータ  $L$  を設定する必要があり、かつ最適な  $L$  をを見つけるためには全ての  $L$  に対してビーム設計を行うため、オーバーヘッドが増大し、通信に著しい遅延を伴う。一方、提案方式のビーム設計では、遮蔽予測に基づいた重み設計のみが必要であるため、より効率的な手法であるといえる。

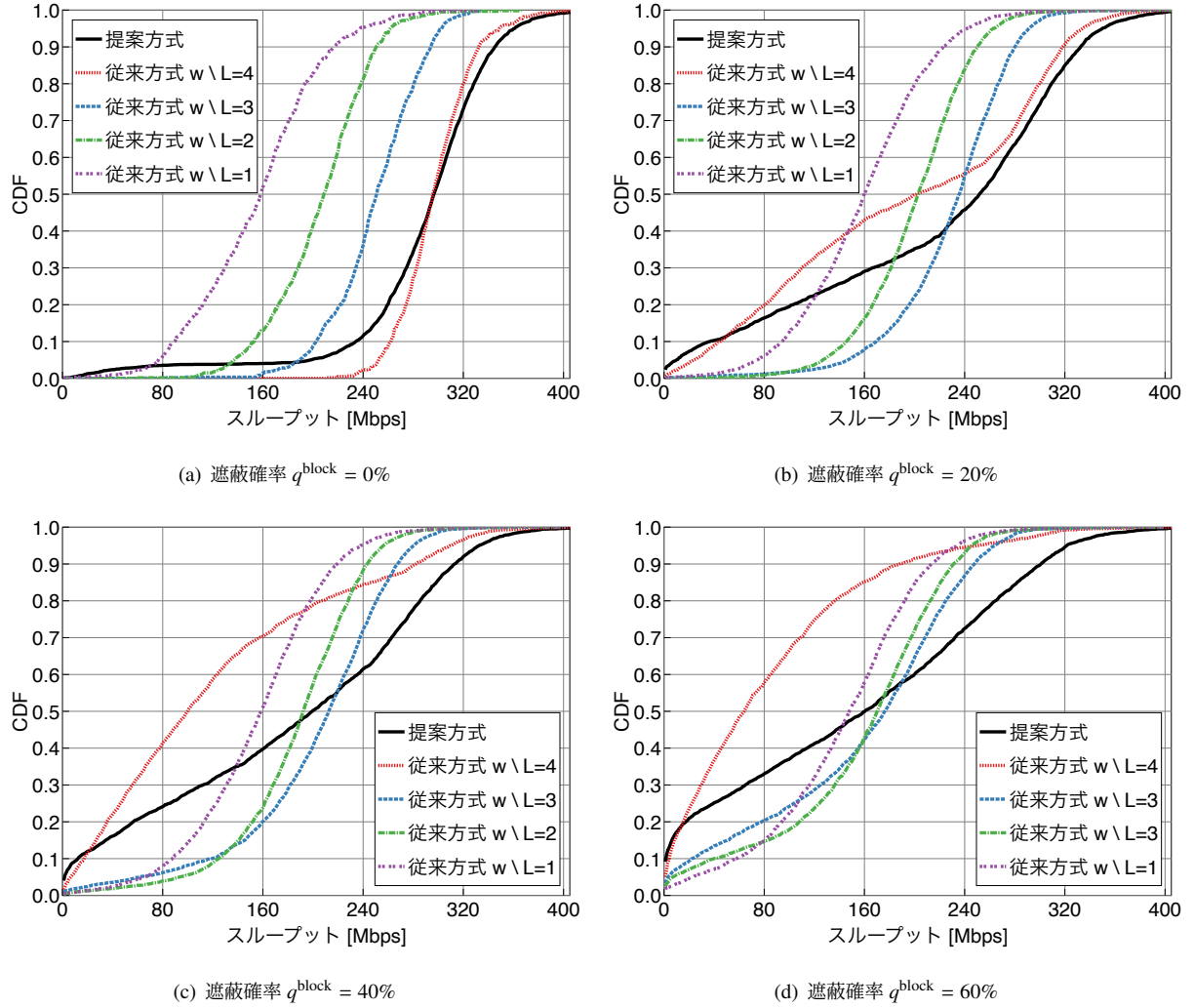


図 4.3: 提案方式と従来方式のスループットの CDF.

図 4.2 に示した結果は、全ユーザの実効スループットの平均値であるため、各ユーザのスループットの振る舞いを確認することができない。そこで、基地局とユーザ間の遮蔽確率がそれぞれ 0%, 20%, 40%, 60% であるときに達成可能なスループット性能の累積分布関数 (CDF: Cumulative

Distribution Function) を図 4.3 に示す. 図 4.3 より, 提案方式は従来方式と比較して異なる CDF 曲線を有していることが確認できる. はじめに, 遮蔽確率が 0% の図 4.3(a) において, 従来方式は  $L$  が小さくなるにつれてスループットが小さくなることがわかる. これは,  $L$  が小さくなるにつれて考慮する遮蔽パターンが増えるためである. また, 提案方式では,  $L = 4$  に類似した振る舞いを持つ.

次に, 通信路遮蔽が発生する状況である図 4.3(b), (c), (d) では, 非ロバストな設計である  $L = 4$  の性能が極端に劣化することが確認できる. 従来方式の  $L = 1, 2, 3$  では,  $L = 4$  と比較するとスループットの劣化を十分に抑制しているといえる. また, 提案方式では, ユーザのスループットに大きな差が生じている. 提案方式では, 制約条件に SINR 制約を加えていないことから, 通信品質の良いユーザに多くの電力を与えるため, 上記の結果が得られたと考えられる. 加えて,  $L = 4$  と比較するとユーザのスループットが向上していることから, 提案方式の重み設計の有用性が実証された.

## 4.2 遮蔽確率が異なる場合

文献 [26] では, 実環境において, 基地局とユーザ間の突発的な遮蔽は 20% から 60% の確率で発生することが明らかにされている. そこで, 本節では, 各基地局とユーザ間の遮蔽確率がそれぞれ 20% から 60% でランダムであると仮定し, 計算機シミュレーションを行う.

はじめに, 図 4.4 に送信アンテナ数とアウトエージ確率の関係を示す. 図中の送信アンテナ数が 8 本から 12 本の領域にかけて, 従来方式の  $L = 2$  と  $L = 3$  の優劣が変化していることが確認できる. これは, 送信アンテナ数が増えたことにより,  $L = 2$  でも十分なビームを設計可能になったことに起因すると考えられる. 一方で,  $L = 2, 3$  と比較すると,  $L = 1$  ではアウトエージ確率が劣化している.  $L = 1$  では, 本シミュレーションの場合, 各ユーザ毎に 15 通りの遮蔽パターンを想定する必要がある, ビーム設計が困難なため, このような結果が生じる. 最後に, 提案方式のアウトエージ確率は従来方式よりも劣化していることが確認できる. これは前節でも述べたように, 提案方式は計算量の削減のために SINR 制約を緩和したため, 通信路の状態が悪いユーザには電力を割り当てないためと考えられる.

次に, 図 4.5 に送信アンテナ数と実効スループットの関係を示す. 図 4.5 より, 送信アンテナ数の増加に伴い, 実効スループットが向上することが確認できる. アウトエージ確率の結果と同様に, 従来方式の  $L = 1$  では, 想定する膨大な遮蔽パターンが問題となり, 性能が最も悪くなると考えられる. 提案方式は計算量を大幅に削減しつつ, 従来方式の  $L = 2, 3$  に匹敵する実効スループットを達成しているといえる.

前節と同様に, 各ユーザのスループットの振る舞いを確認するため, 図 4.6 にスループットの

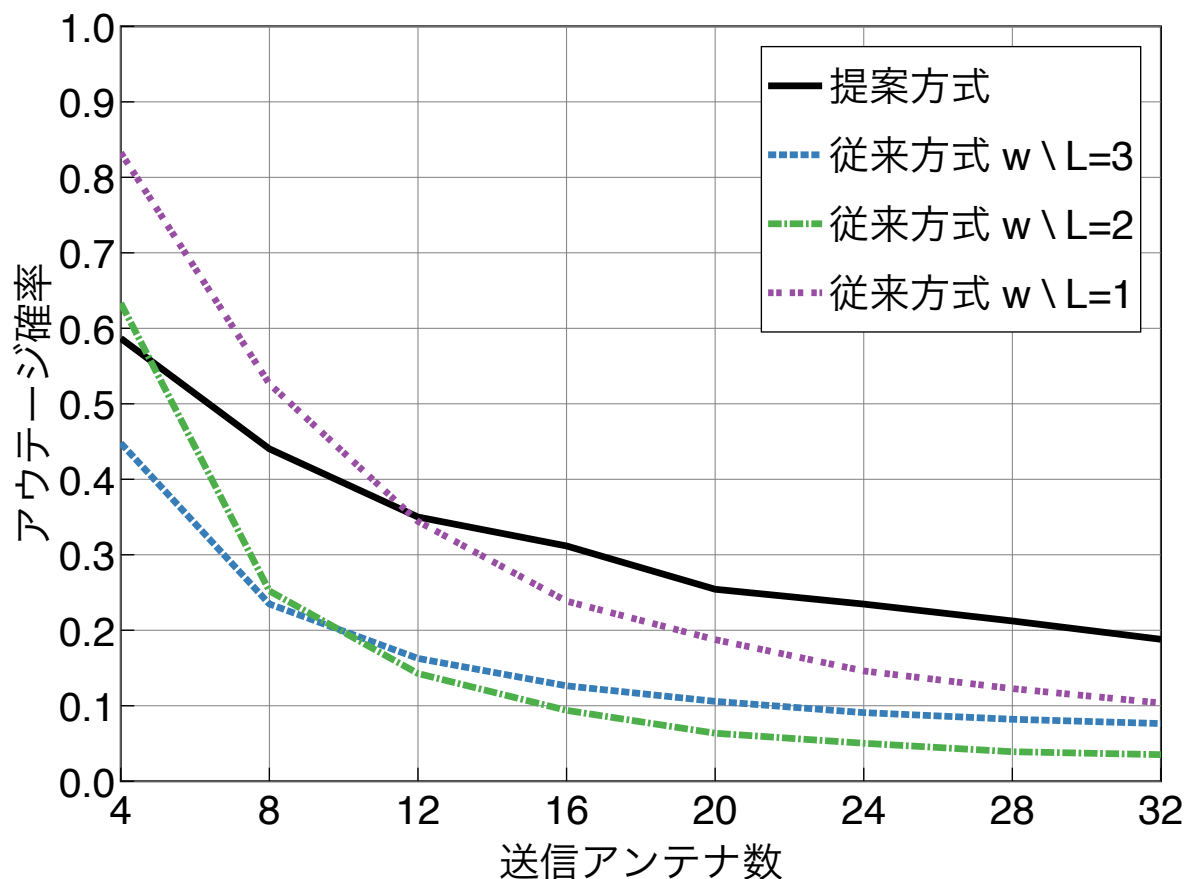


図 4.4: 従来方式と提案方式のアウトページ確率. 各基地局とユーザ間の遮蔽確率はそれぞれ 20% から 60% であるとする.

CDF を示す. 図 4.6(a) より, 従来方式では, SINR 制約を設けているため, ユーザのスループットが概ね 120 ~ 240 [Mbps] に収まっていることが確認できる. 一方で, 提案方式では, SINR 制約を緩和しているため, ユーザ同士のスループットに大きな差が生じている. 以上より, ユーザ間のスループットの公平性が要求されるアプリケーションでは, 提案方式には改善の余地があるといえる. 次に, 同図の (b), (c), (d) より, 送信アンテナ数の増加に伴い, 各ユーザのスループットも増加していることが確認できる. また, 提案方式が最も高いスループットを達成可能である.

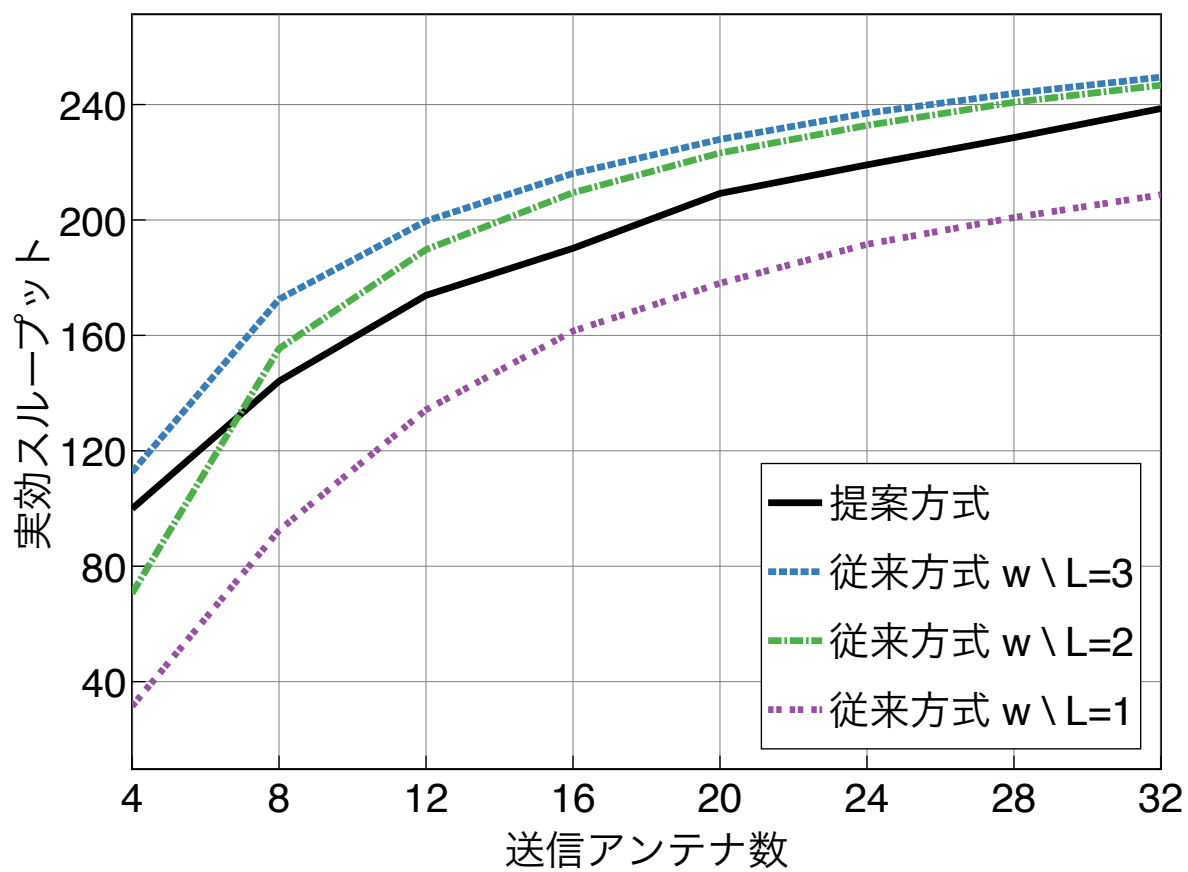
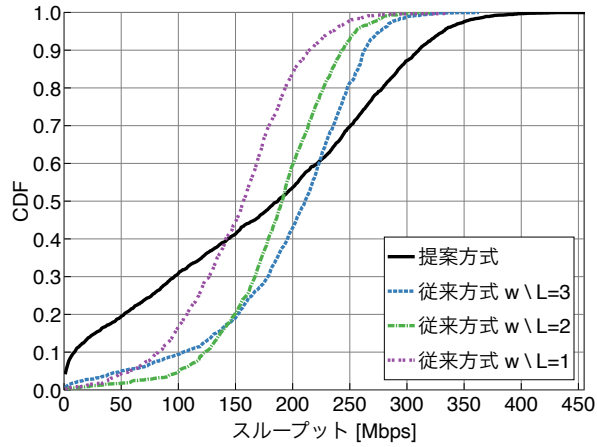
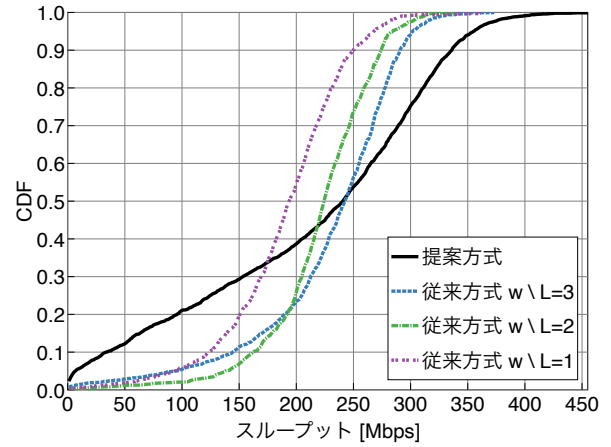


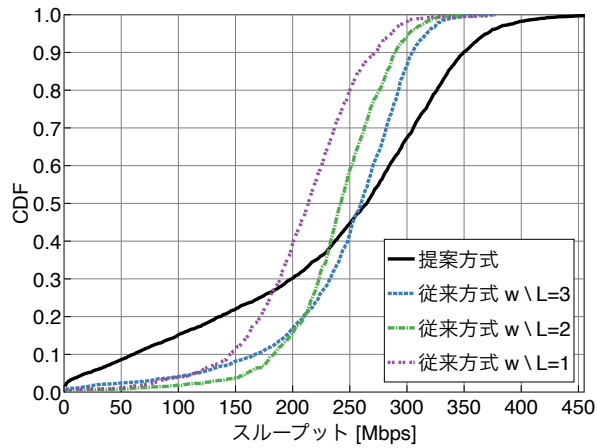
図 4.5: 提案方式と従来方式の実効スループットの比較. 各基地局とユーザ間の遮蔽確率はそれぞれ 20% から 60% であるとする.



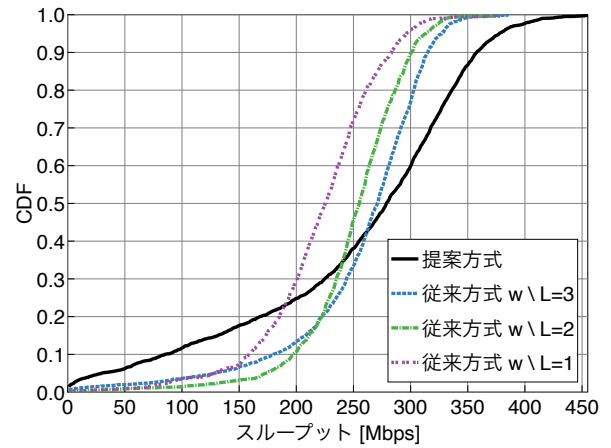
(a) 送信アンテナ数  $N_t = 8$



(b) 送信アンテナ数  $N_t = 16$



(c) 送信アンテナ数  $N_t = 24$



(d) 送信アンテナ数  $N_t = 32$

図 4.6: 提案方式と従来方式のスループットの CDF.

## 第 5 章 結論

本論文では、ランダムに遮蔽が発生するミリ波 CoMP 通信環境を想定し、遮蔽予測による事前情報を利用した重み付き総和レート最大化に基づく低計算量ロバストビームフォーミング方式を提案した。関数の凸化手法である LDT と QT を用いて、非凸関数である SINR を凸関数に近似することで、定式化した最適化問題を効率的に解くことを可能とした。さらに、提案方式と従来方式の最適化に要する計算量の解析を行い、提案方式が従来方式と比較して、最大で 1/100 まで計算量削減が可能であることを示した。また、計算機シミュレーションより、スループット性能と計算量のトレードオフの観点から、提案方式の優位性を明らかにした。



## 付録

式 (3.12a) の凸化を主眼とし，総和レートを表す以下の非凸関数について考える．

$$\sum_{k=1}^K \sum_{c=1}^{C(B,1)} w_k^c \log_2 (1 + \Gamma_k^c) = \sum_{k=1}^K \sum_{c=1}^{C(B,1)} w_k^c \log_2 \left( 1 + \frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{f}_k|^2}{\sigma_k^2 + \sum_{u \neq k}^K |\mathbf{h}_k^H \mathbf{f}_u|^2} \right) \quad (5.1)$$

LDT を用いることにより，式 (5.1) の分数部分である SINR を対数部分の外部に移動することで，次式のように書き換えられる．

$$\sum_{k=1}^K \sum_{c=1}^{C(B,1)} w_k^c \log_2 (1 + \beta_k^c) + \sum_{k=1}^K \sum_{c=1}^{C(B,1)} w_k^c \beta_k^c + \sum_{k=1}^K \sum_{c=1}^{C(B,1)} \frac{w_k^c (1 + \beta_k^c) |\mathbf{h}_k^H \mathbf{f}_k|^2}{\sigma_k^2 + \sum_{u \neq k}^K |\mathbf{h}_k^H \mathbf{f}_u|^2} \quad (5.2)$$

ここで，補助変数  $\beta_k^c$  の最適値は，式 (5.2) を  $\beta_k^c$  で微分し得られる導関数が 0 をとるときに得られ，次式で与えられる．

$$\beta_k^c = \frac{|\mathbf{h}_k^{cH} \mathbf{f}_k^{(i)}|^2}{\sigma_k^2 + \sum_{u \neq k}^K |\mathbf{h}_k^{cH} \mathbf{f}_u^{(i)}|^2} \quad (5.3)$$

しかしながら，依然として式 (5.2) の第 3 項が非凸関数であるため，計算効率性の観点から凸関数に近似することが求められる．そのため，QT を用いた分解により，次式を得る．

$$\begin{aligned} & \sum_{k=1}^K \sum_{c=1}^{C(B,1)} w_k^c \log_2 (1 + \beta_k^c) + \sum_{k=1}^K \sum_{c=1}^{C(B,1)} w_k^c \beta_k^c \\ & + \sum_{k=1}^K \sum_{c=1}^{C(B,1)} 2\text{Re} \left\{ t_k^{cH} \sqrt{w_k^c (1 + \beta_k^c)} \mathbf{h}_k^H \mathbf{f}_k \right\} + \sum_{k=1}^K \sum_{c=1}^{C(B,1)} |t_k^c|^2 \left( \sigma_k^2 + \sum_{u=1}^K |\mathbf{h}_k^H \mathbf{f}_u|^2 \right) \end{aligned} \quad (5.4)$$

ここで，補助変数  $t_k^c$  の最適値は，式 (5.4) を  $\beta_k^c$  で微分し得られる導関数が 0 をとるときに得られ，次式で与えられる．

$$t_k^c = \frac{\sqrt{w_k^c (1 + \beta_k^c)} \mathbf{h}_k^{cH} \mathbf{f}_k^{(i)}}{\sigma_k^2 + \sum_{u=1}^K |\mathbf{h}_k^{cH} \mathbf{f}_u^{(i)}|^2} \quad (5.5)$$

補助変数  $\beta_k^c$ ,  $t_k^c$  が固定されているとき，式 (5.4) は凸関数となり，式 (3.12a) は凸化された．

## 参考文献

- [1] T. S. Rappaport, S. Sun, R. Mayzus, H. Zhao, Y. Azar, K. Wang, G. N. Wong, J. K. Schulz, M. Samimi, and F. Gutierrez, “Millimeter wave mobile communications for 5g cellular: It will work!” *IEEE Access*, vol. 1, pp. 335–349, 2013.
- [2] S. Rangan, T. S. Rappaport, and E. Erkip, “Millimeter-wave cellular wireless networks: Potentials and challenges,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 102, no. 3, pp. 366–385, 2014.
- [3] T. S. Rappaport, Y. Xing, G. R. MacCartney, A. F. Molisch, E. Mellios, and J. Zhang, “Overview of millimeter wave communications for fifth-generation (5g) wireless networks—with a focus on propagation models,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 12, pp. 6213–6230, 2017.
- [4] F. Khan and Z. Pi, “MmWave mobile broadband (MMB): Unleashing the 3–300GHz spectrum,” in *Proc. IEEE Sarnoff Symp.*, Princeton, USA, May 2011.
- [5] X. Yu, J. Zhang, and K. B. Letaief, “Hybrid precoding in millimeter wave systems: How many phase shifters are needed?” in *IEEE Global Commun. Conf. (GLOBECOM)*, Singapore, Singapore, 2017, pp. 1–7.
- [6] A. Alkhateeb, O. E. Ayach, G. Leus, and R. W. Heath, “Channelestimation and hybrid precoding for millimeter wave cellular systems,” *IEEE J. Sel. Topics Signal Process.*, vol. 8, no. 5, pp. 831–846, Oct. 2014.
- [7] G. Kwon and H. Park, “Limited feedback hybrid beamforming for multi-mode transmission in wideband millimeter wave channel,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 19, no. 6, pp. 4008–4022, Jun. 2020.
- [8] A. Alkhateeb, G. Leus, and R. W. Heath, “Limited feedback hybrid precoding for multi-user millimeter wave systems,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 14, no. 11, pp. 6481–6494, 2015.
- [9] G. R. MacCartney, T. S. R. Jr., and S. Rangan, “Rapid fading due to human blockage in pedestrian crowds at 5G millimeter-wave frequencies,” in *Proc. IEEE GLOBECOM*, Singapore, Dec. 2017.
- [10] S. Ju, O. Kanhere, Y. Xing, and T. S. Rappaport, “A millimeter-wave channel simulator NYUSIM with spatial consistency and human blockage,” in *Proc. IEEE GLOBECOM*, Hawaii, USA, Dec. 2019.
- [11] I. K. Jain, R. Kumar, and S. S. Panwar, “The impact of mobile blockers on millimeter wave cellular systems,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 37, no. 4, pp. 854 – 868, Apr. 2019.
- [12] S. Abadal, C. Han, and J. M. Jornet, “Wave propagation and channel modeling in chip-scale wireless communications: A survey from millimeter-wave to terahertz and optics,” *IEEE Access*,

- vol. 8, pp. 278–293, Dec. 2019.
- [13] T. Nishio, H. Okamoto, K. Nakashima, Y. Koda, K. Yamamoto, M. Morikura, Y. Asai, and R. Miyatake, “Proactive received power prediction using machine learning and depth images for mmwave networks,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 37, no. 11, pp. 2413–2427, Nov. 2019.
  - [14] T. Mikuma, T. Nishio, M. Morikura, K. Yamamoto, Y. Asai, and R. Miyatake, “Transfer learning-based received power prediction using RGB-D camera in mmwave networks,” in *Proc. IEEE VTC Spring*, Kuala Lumpur, Malaysia, 2019.
  - [15] H. Iimori, G. T. F. de Abreu, O. Taghizadeh, R.-A. Stoica, T. Hara, and K. Ishibashi, “Stochastic learning robust beamforming for millimeter-wave systems with path blockage,” *IEEE Wireless Commun. Lett.*, 2020.
  - [16] D. Kumar, J. Kaleva, and A. Tölili, “Rate and reliability trade-off for mmwave communication via multi-point connectivity,” in *Proc. IEEE GLOBECOM*, Waikoloa, USA, 2019.
  - [17] K. Shen and W. Yu, “Fractional programming for communication systems – Part I: Power control and beamforming,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 66, no. 10, pp. 2616–2630, May 2018.
  - [18] —, “Fractional programming for communication systems – Part II: Uplink scheduling via matching,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 66, no. 10, pp. 2631–2644, May 2018.
  - [19] H. Iimori, G. T. F. de Abreu, and G. C. Alexandropoulos, “MIMO beamforming schemes for hybrid SIC FD radios with imperfect hardware and CSI,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 18, no. 10, pp. 4816–4830, Oct. 2019.
  - [20] M. R. Akdeniz, Y. Liu, M. K. Samimi, S. Sun, T. S. R. S. Rangan, and E. Erkip, “Millimeter wave channel modeling and cellular capacity evaluation,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 32, pp. 1164–1179, Jun. 2014.
  - [21] G. Venkatraman, A. Tölili, M. Juntti, and L. Tran, “Traffic aware resource allocation schemes for multi-cell mimo-ofdm systems,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 64, no. 11, pp. 2730–2745, 2016.
  - [22] J. Kaleva, A. Tölili, M. Juntti, R. A. Berry, and M. L. Honig, “Decentralized joint precoding with pilot-aided beamformer estimation,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 66, no. 9, pp. 2330–2341, 2018.
  - [23] S. Boyd and L. Vandenberghe, “Convex Optimization,” Cambridge university press, 2014.
  - [24] N. Karmarkar, “A new polynomial-time algorithm for linear programming,” 1984.
  - [25] “CVX: Matlab software for disciplined convex programming 2011 [Online],” <http://cvxr.com/cvx/>.
  - [26] T. S. Rappaport, G. R. MacCartney, M. K. Samimi, and S. Sun, “Wideband millimeter-wave

propagation measurements and channel models for future wireless communication system design,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 63, no. 9, pp. 3029–3056, 2015.

## 謝辞

本論文の執筆, 及び研究活動にあたり, 石橋功至准教授には多大なる助言と指導を賜りましたことを, ここに深く感謝いたします. また, 山尾泰名誉教授, 藤井威生教授, 安達宏一准教授, 研究室の方々にも多くの協力をしていただき, この論文を書き上げることができました. この場を借りまして深く感謝の意を表します. 最後に, ここまで支えていただいた家族に心より感謝の意を表します.

# 関連発表

## 査読付き国際会議 1 件

1. R. Okabe, H. Iimori, and K. Ishibashi, “Low-Complexity Robust Beamforming with Blockage Prediction for Millimeter-Wave Communications,” *APSIPA ASC 2020*, Virtual Conference (2020.12)

## 国内研究会 4 件

1. 岡部亮, 追永大, 尾形駿, 石橋功至, “確率的電力制御を用いた非正則繰り返しスロット化 ALOHA のエネルギー効率を考慮した設計に関する一検討”, 信学技報, vol. 119, no. 90, RCS2019-87, pp. 291-296, (2019.6)
2. 岡部亮, 石橋功至, “5G 高度化のための不完全通信路推定と確率的遮蔽を考慮した複数基地局連携ロバストビームフォーミングに関する一検討”, 電子情報通信学会総合大会, B-5-65, pp.353, 広島大学, 東広島市 (2020.3)
3. 岡部亮, 飯盛寛貴, 石橋功至, “確率的遮蔽を伴うミリ波通信のためのロバストビームフォーミング設計に関する一検討”, 信学技報, vol. 120, no. 130, RCS2020-84, pp. 29-34 (2020.8)
4. 岡部亮, 飯盛寛貴, 石橋功至, “ミリ波通信システムのための通信路遮蔽予測に基づいた低演算量ロバスト多地点協調伝送,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-5-12, pp.212 (2020.9)